

論文97-34S-7-4

M-BECM의 타이밍 검출기 출력 특성 분석

(Analysis of the Timing Detector's Characteristics of the Modified BECM(M-BECM) Algorithm)

李慶河 **, 金勇勳 *, 崔炯辰 **

(Kyung Ha Lee, Yong Hoon Kim, and Hyung Jin Choi)

요 약

참고문헌 [1]에서는 고속 디지털 통신을 위한 심볼동기 알고리즘으로 Spectral Line 방식에 기초한 M-BECM(Modified-Band Edge Component Maximization)를 제안하였다. 그러나 이제까지는 M-BECM을 포함한 Spectral line 방식의 타이밍 검출기의 특성, 특히 최적 수렴 지점에서의 오프셋 효과 등을 정밀하게 분석하지 못했다. 이 논문에서는 시간축 상의 해석을 통하여 M-BECM의 타이밍 검출기의 특성을 분석하여 최적 설계값을 제시한다. 먼저 타이밍 검출기의 평균 출력 특성(이를 보통 S-curve 라고 부른다)을 수학적으로 분석하고 이를 이용하여 최적의 수렴 지점에서의 오프셋 양(이를 PD_{bias} 라고 정의한다)와 대역통과필터폭 등을 구한다. 특히 신호의 초과대역폭, 잔류 반송파, 잡음 성분 등이 PD_{bias} 에 미치는 영향을 분석하여 이들 중 초과대역폭이 가장 중요한 요소임을 보이고 마지막으로 모의실험을 통하여 이를 검증한다.

Abstract

Previously, we have proposed the M-BECM(Modified-Band Edge Component Maximization), which is a symbol synchronization algorithm based on spectral line method for all-digital high speed digital communications[1]. However, Until now, the characteristics of the timing detector based on the spectral line method including M-BECM was not analyzed, particularly the effect of a timing offset at the optimal convergence point. In this paper, we analyze the timing detector's characteristics of the M-BECM and present optimal design value. First, the expression for the timing detector's mean value(often called its S-curve) as a function of the normalized symbol timing offset is derived. Next, the PD_{bias} , the value for compensating the timing offset at an optimal convergence point, and the bandwidth of bandpass filter in the timing detector are calculated. It is also shown and analyzed that the PD_{bias} is affected by various factors such as the excess bandwidth of input signal, frequency offsets, noise and particularly, the excess bandwidth of input signal is a major parameter to decide PD_{bias} . Finally, analytic results are compared to simulation results.

* 正會員, 나래 移動通信

(Naray Mobile Telecomm Inc.)

** 正會員, 成均館大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Engineering SungKyun-Kwan University)

接受日子: 1996年10月24日 수정완료일: 1997年6月23日

I. 서 론

Spectral line 방식의 알고리즘은 가장 고전적인 타이밍 복구 기법의 하나로서 입력신호의 스펙트럼중 타이밍 정보가 존재하는 부분을 추출하여 타이밍을 복구한다 [4], [5], [6]. 이러한 방식은 다양한 변조 방식에 대해 적용이 가능하며 영점 교차를 추적하는 방식

등에 비해 상대적으로 협대역신호에 대해서도 우수한 성능을 가지는 장점이 있으나 구현이 복잡하며 페루프로 구성하기에도 용이하지 못하다는 단점이 있어 고속의 복조에 있어서 디지털 회로로 구현되는 예는 드물었다.

참고문헌^[2]에서는 passband 신호에 대해 spectral line 방식을 기본으로 하여 페루프로 구성된 디지털 타이밍 복구 회로가 제안되었다. 이 방식은 입력신호의 반송파 주파수 f_c 를 중심으로 타이밍 정보가 존재하는 $f_c + 1/2T, f_c - 1/2T$ 의 두 band edge성분의 곱을 최대화하는 전형적인 BECM (Band-Edge Component Maximization)방식으로 볼 수 있다. 그러나 참고문헌 [2]에서 제안된 방식은 passband 신호에 대한 것으로 복소대역통과필터 2개를 필요로 하는 등 구조가 복잡하며 비교적 반송파 주파수가 느릴 경우에만 직접 적용이 가능할 뿐 아니라 타이밍 검출기의 출력에 일정량의 오프셋이 존재하며 입력 신호의 패턴에 따른 수렴 지점의 변화가 심하여 추적 성능이 나빠지는 등의 결점이 있으므로 고속 무선통신에는 널리 활용되지 못하고 단지 등화기와의 연동에서 spectrum null을 피하기 위한 초기 동기로서의 역할만이 강조되었다.

참고문헌 [1]에서는 기저대역 신호의 복조를 위해서 심볼당 2샘플로 샘플링 횟수를 최소화하였으며 1개의 복소대역통과필터만을 사용하는 구조로 간략화한 M-BECM(Modified-Band Edge Component Maximization)을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 일반적인 BECM의 특성이 최적 수렴 지점에서 일정량을 오프셋을 가짐으로 인한 성능 열화를 방지하기 위해 타이밍 검출기 출력에서 일정량의 오프셋인 PD_{bias} 를 빼 줌으로서 타이밍 오프셋을 보상하였다. M-BECM은 요구되는 샘플 수가 적고 구조가 간단하며 반송파 복구 회로와 독립적으로 동작하고 협대역 신호에 대해 우수한 성능을 보인다. 따라서 고속 디지털 통신을 위한 차세대 심볼 동기 알고리즘으로서의 활용이 기대된다. 그러나 참고문헌 [1]에서는 입력 신호의 초과대역폭(초과대역폭 = a), 대역통과필터의 대역폭을 결정하는 v , 잡음, 잔류 반송파 성분 등이 PD_{bias} 에 끼치는 영향을 수학적으로 분석하지 못하고 단지 모의실험 결과 값에만 의존하여 정확한 타이밍 오프셋의 보상이 이루어지지 않았다.

따라서 이 논문에서는 이제까지 분석되지 않은 M-BECM을 포함한 Spectral line 방식의 타이밍 검출기의 특성, 특히, 최적 수렴 지점에서의 오프셋 효과를 시간축 상의 해석을 통하여 분석한다. 타이밍 검출기의 평균 출력 특성을 수학적으로 유도하고 이를 바탕으로 PD_{bias} 의 입력 신호의 초과대역폭에 의한 영향과 대역통과필터의 대역폭이나 잔류 반송파 성분, 잡음성분에 의한 영향을 수학적으로 분석한다. 또한 수학적 분석을 통하여 다양한 조건에 따른 PD_{bias} 를 구하여 정확한 타이밍 오프셋의 보상을 가능하게 하였다.

먼저 2장에서는 타이밍 검출기의 평균 출력 특성(S-curve)을 수학적으로 유도하고 3장에서는 최적 수렴 지점에서의 오프셋에 가장 큰 영향을 주는 초과대역폭에 따른 PD_{bias} 를 구한다. 또한 대역폭 v 나 잔류 반송파 성분, 잡음 성분이 PD_{bias} 에 끼치는 영향을 고찰하고 동기루프 설계시 고려해야 할 사항에 대하여 살펴본다.

II. M-BECM의 타이밍 검출기의 출력 특성 분석

그림 1은 이 논문에서 고려하는 전체 송수신기 모델을 나타낸다. 그림에서 복선은 복소 신호를 나타낸다.

일반적인 직교 변조 방식의 경우 AWGN 채널을 통과한 후 수신단에 수신된 신호 $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_n \beta_n p(t - nT) e^{j2\pi f_c t} \right\} + w(t) \quad (1)$$

여기에서 $\beta_n (= a_n + jb_n)$ 는 전송하고자 하는 데이터로 직교 변조 방식에서는 복소수로 표현되며 $w(t)$ 는 잡음 성분이다. f_c 는 반송파 주파수이며 $p(t)$ 는 기저 대역의 복소 신호로써 기저 대역 신호의 실수부와 채널 임펄스응답의 complex envelope의 적분합(convolution)을 통하여 얻어진다. 수신된 신호는 국부발진기를 통하여 기저대역 신호로 변환된다. 이러한 수신신호는 반송파 동기 회로를 거치기 전의 신호이므로 잔류 반송파 성분($1/2$)이 남는다. 이러한 효과는 다음절에 분석할 것이며, 이 절에서는 편의상 잔류 반송파 성분은 일단 무시한다. 따라서 정합필터(matched filter)를 통과한 기저 대역 복소 신호 $y(t)$ 는 다음의 식 (2)와 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = \sum_n \beta_n g(t - nT) + n'(t) \quad (2)$$

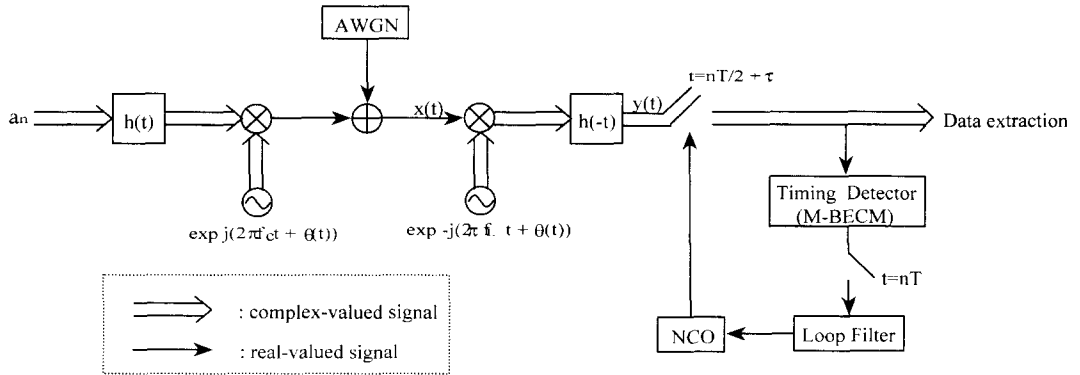


그림 1. 전체 송수신기 모델
Fig. 1. System Model.

여기에서 $g(t)$ 는 기저 대역의 등가 임펄스 응답으로 이상적인 채널을 가정할 경우 $g(t) = h(t) * h(-t)$ 로서 (*: 적분합(convolution)) raised cosine filter로 근사화될 수 있는 항이며, $n'(t)$ 는 필터를 통과한 복소 잡음이다.

제안된 M-BECM은 샘플된 수신 신호의 에너지를 최대로 하는 τ_k 를 타이밍 동기 회로의 기준으로 정한다. 이러한 기준에 따른 디지털 폐루프 동기 회로를 구현하기 위한 타이밍 검출 신호 $z'(\tau_k)$ 는 다음과 같다 [11].

$$z'(\tau_k) = \text{Im} \left[\frac{2\sigma_s^2}{T} \int_{(1-a)/2T}^{(1+a)/2T} G(f)G^*(f - \frac{1}{T})F(f - \frac{1}{2T})F^*(f - \frac{1}{2T}) \cdot \exp \frac{j2\pi\tau_k}{T} df \right] - PD_{bias} \quad (3)$$

여기에서,

$G(f)$: $g(t)$ 의 주파수응답

$F(f)$: M-BECM내 기저대역필터($f = n/T$, $n \geq 0$)의 주파수응답

a : 입력신호의 초과대역폭(0~1)

식(2, 3)을 기저 대역 신호에 대해 적용하여 심볼당 2 샘플로 샘플링 횟수를 최소화하였으며 타이밍 검출기 입력 신호는 복소 신호 I, Q 채널중 하나만을 필요로 하므로 구현이 매우 간단해진다. 그러나 실제로 구현했을 경우 타이밍 에러 검출기의 출력 신호가 0으로 수렴하는 지점 τ_{ss} 는 최적 샘플링 지점인 0이 아니며 일정한 타이밍 오프셋을 가진다. 이는 주파수 $1/2T$ 및 $-1/2T$ 에서의 채널과 대역통과필터의 그룹지연 및 위상특성차로 인한 것으로 구조 자체가 BECM의 기저 대역 변형으로도 해석될 수 있으므로 어느 정도 예

상되었던 결과이다 [12]. 이로 인해 다소의 비대칭성이 발생할 뿐 아니라 데이터 패턴에 따른 수렴 지점의 변화가 빈번하여 추적 성능이 크게 열화된다. 따라서 M-BECM은 이러한 성능 열화를 극복하기 위해 타이밍 오프셋의 효과를 보상한 타이밍 동기 방식이다. 그림 2는 제안된 타이밍 동기 회로인 M-BECM의 구조도를 보인다.

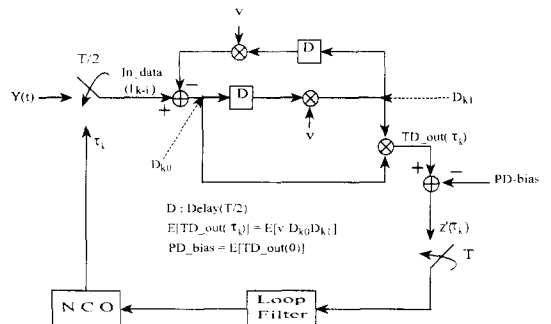


그림 2. 제안된 디지털 타이밍 동기 구조(M-BECM)
Fig. 2. Proposed digital timing synchronization architecture(M-BECM).

참고문헌 [1]에서는 타이밍 오프셋을 보상하기 위한 PD_{bias} 의 값을 모의실험을 통한 실험적인 방식에 의존하였다. 따라서 이 논문에서는 먼저 타이밍 검출기의 평균 출력 특성을 수학적으로 유도하고 이를 통하여 PD_{bias} 를 구하여 정확한 타이밍 오프셋을 보상한다. 실제로 raised cosine filter를 통과한 신호 $g(t)$ 는 time-limited 신호가 아니므로 수학적인 해석이 어렵다. 따라서 가능한 수학적 분석을 위해 여기서는 $g(t)$ 를 $[-4T \sim 4T]$ 이외의 구간에서는 zero 값을

갖는 time-limited 신호로 가정한다^[3].

$$g(t) = \begin{cases} \left[\frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \right] \left[\frac{\cos(a\pi t/T)}{1-(2at/T)^2} \right] & , -4T \leq t \leq 4T \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

여기에서 a 는 roll off factor로 신호의 초과대역폭(excess bandwidth)을 결정한다. 그림 3은 이러한 가정에 따른 식(4) $g(t)$ 의 심볼파형을 나타낸다. 이러한 가정은 특히 필터의 디지털 구현에 따른 FIR 필터 구조에 적합하며 신호구간 $[-4T \sim 4T]$ 는 FIR 필터 Tap 수와 심볼주기 관계에 따라 변할 수 있다. 그러나 대체로 $[-4T \sim 4T]$ 면 타당하다고 할 수 있다.

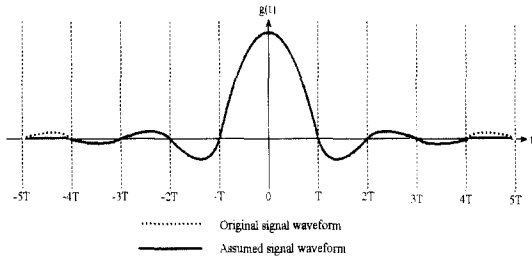


그림 3.가정된 심볼 파형 ($g(t)$)
Fig. 3.Assumed signal waveform ($g(t)$).

식(2)의 수신 신호 $y(t)$ 를 심볼당 두 샘플을 취하면 입력 샘플은 다음과 같다. 여기에서 τ_k 는 k 번째 심볼 타이밍 오프셋이다.

$$I_k = y(t)|_{t=kT+\tau_k} = \sum_n a_n g((k-n)T+\tau_k) + n(kT+\tau_k) \quad (5)$$

위의 식에서 a_n 은 송신된 복소신호 β_n 중 실수 성분이며 $n(kT+\tau_k)$ 는 복소잡음항 $n'(t)$ 에서 샘플된 실수 항이다. 먼저 이와같이 반송파에러가 없는 상황에서 해석을 진행한 후 반송파에러가 있을 경우를 고려한다. 수신 신호의 샘플은 타이밍 검출기를 통과하여 타이밍 에러 신호를 발생시킨다. 그림 2에서 알 수 있듯이 k 번째 타이밍 검출기의 에러신호, $TD_{out}(\tau_k)$ 은 대역통과필터의 대역폭을 결정하는 v 와 D_{k0} , 그리고 반 심볼 지연된 D_{k1} 의 곱으로 나타낼 수 있다. 각각의 고정된 심볼 타이밍 오프셋에서 검출기 출력의 평균을 취함으로서 S-curve를 유도할 수 있다. 또한 최적의 수

렴 지점에서의 검출기 평균 출력값, $E[TD_{out}(\tau_k)|_{\tau_k=0}]$ 으로 타이밍 오프셋을 보상하기 위한 PD_{bias} 를 구할 수 있다.

1. S-curve 의 유도

타이밍이 정확할 경우 타이밍 검출기에 입력되는 샘플은 영점 교차 지점의 샘플과 decision되는 지점의 샘플이다. 타이밍 검출기의 동작을 그림 4와 같이 상태 다이어그램을 이용하여 나타낼 수 있다. 그림 4에서 확인할 수 있듯이 영점 교차 지점의 샘플과 decision되는 지점의 샘플이 서로 독립적으로 동작한다. 즉 D_{k0} 는 decision되는 지점의 샘플, D_{k1} 는 영점 교차 지점의 샘플들로 각각 독립적으로 표현될 수 있다. 그림 4에 따른 D_{k0} , D_{k1} 의 표현은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} D_{k0} &= I_k - v^2 I_{k-1} + v^4 I_{k-2} - v^6 I_{k-3} + v^8 I_{k-4} - \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i v^{2i} I_{k-i} \\ D_{k1} &= I_{k-1/2} - v^2 I_{k-3/2} + v^4 I_{k-5/2} - v^6 I_{k-7/2} + v^8 I_{k-9/2} - \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i v^{2i} I_{k-(2i+1)/2} \end{aligned} \quad (6)$$

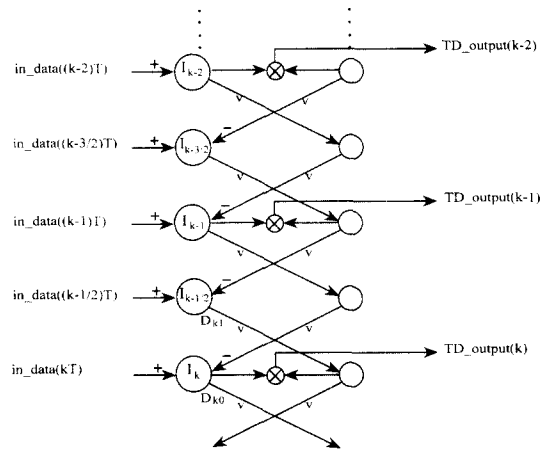


그림 4.타이밍 검출기 동작 흐름도(시간 영역)
Fig. 4.Operation of the timing detector in time domain.

타이밍 검출기의 에러 신호(S-curve)는 검출기 출력, $vD_{k0}D_{k1}$ 의 평균값이므로 다음과 같이 식(6)을 이용하여 나타낼 수 있다.

$$E[TD_{out}(\tau)] = E[vD_{k0}D_{k1}]$$

$$\begin{aligned}
&= E \left[v \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i v^{2i} I_{k-i} \times \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j v^{2j} I_{k-(2j+1)/2} \right\} \right] \\
&= \sum_{i=0}^{\infty} v^{4i+1} \left\{ \sum_{j=i}^{\infty} E[I_{k-i} I_{k-i-1/2}] - v^2 \sum_{j=i}^{\infty} E[I_{k-i} I_{k-i-3/2}] \right\}
\end{aligned} \quad (7)$$

우선 잡음 성분이 존재하지 않을 경우에 대해서 고려해 보자. 위 식에서 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상호상관은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
E[I_k I_{k-i-1/2}] &= E \left[\sum_n a_n g((k-n)T+\tau) \sum_p a_p g((k-i-1/2-p)T+\tau) \right] \\
&= E \left[\sum_n a_n^2 g((k-n)T+\tau) g((k-i-1/2-n)T+\tau) \right] \\
&= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n+i+1/2)T+\tau)
\end{aligned} \quad (8)$$

식(8)의 첫번째 식에서 a_n 는 랜덤한 값이므로 $n \neq p$ 일 경우 $a_n a_p$ 의 기대값은 0이다. 따라서 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상호 상관은 $n=p$ 일 경우만이 고려되며 두 심볼 사이의 상대적인 간격에 의해서만 결정된다. 심볼 파형의 가정에 따라 두 심볼간의 간격이 $4T$ 이상인 심볼은 서로 영향을 끼치지 않으므로 i 가 4이상인 구간에서는 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상호상관값이 0의 값을 갖는다. 따라서 식(7)와 (8)을 이용하여 다음과 같은 타이밍 검출기의 에러 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
E[TD_{out}(\tau)] &= E \left[v \{ I_k I_{k-1/2} - v^2 (I_k I_{k-3/2} + I_{k-1/2} I_{k-1}) \right. \\
&\quad + v^4 (I_k I_{k-5/2} + I_{k-1/2} I_{k-1} + I_{k-1} I_{k-3/2}) \\
&\quad + \sum_{i=2}^{\infty} v^{4i+2} \{ -(I_{k-i+1} I_{k-i-5/2} + I_{k-i} I_{k-i-3/2} \\
&\quad \quad + I_{k-i-1} I_{k-i-1/2} + I_{k-i-2} I_{k-i+1/2}) \\
&\quad + v^2 (I_{k-i} I_{k-i-5/2} + I_{k-i-1} I_{k-i-3/2} \\
&\quad \quad \left. + I_{k-i-2} I_{k-i-1/2} + I_{k-i-3} I_{k-i+1/2}) \} \right]
\end{aligned} \quad (9)$$

위 식(9)에서 많은 샘플을 입력으로 하였을 때(k 가 상당히 큰 수) 우변 세 번째 항은 등비가 v^4 ($v < 1$)인 무한 등비 급수이므로 이를 정리하면 다음과 같은 잡음 성분이 존재하지 않을 경우의 최종적인 타이밍 검출기의 에러 식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
E[TD_{out}(\tau)] &= v \{ \rho_0(\tau) - v^2 (\rho_1(\tau) + \rho_0'(\tau)) \\
&\quad + v^4 (\rho_2(\tau) + \rho_1'(\tau) + \rho_0(\tau)) \\
&\quad + \frac{v^6}{1-v^4} \{ -(\rho_3(\tau) + \rho_2'(\tau) + \rho_1(\tau) + \rho_0'(\tau)) + v^2 \\
&\quad \quad (\rho_3'(\tau) + \rho_2(\tau) + \rho_1'(\tau) + \rho_0(\tau)) \} \}
\end{aligned}$$

여기에서,

$$\begin{aligned}
\rho_k(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k-1/2)T+\tau) \\
\rho_k'(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k+1/2)T+\tau)
\end{aligned} \quad (10)$$

다음으로는 입력 신호에 잡음 성분이 존재할 경우를 살펴보자. 잡음 신호 전력이 σ^2 일 때 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상관관계는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
E[I_k I_{k-i-1/2}]_{\tau=0} &= E \left[\left(\sum_n a_n g(kT-nT) + n(kT) \right) \right. \\
&\quad \left. \left(\sum_p a_p g((k-i-1/2)T-pT) + n((k-i-1/2)T) \right) \right] \\
&= E[a_n^2] \left[\sum_n g(kT-nT) g((k-i-1/2)T-nT) \right. \\
&\quad \left. + E[n(kT)n((k-i-1/2)T)] \right] \\
&= E[a_n^2] \left[\sum_n g(kT-nT) g((k-i-1/2)T-nT) \right. \\
&\quad \left. + \sigma^2 g((k-i-1/2)T) \right]
\end{aligned} \quad (11)$$

위 식에서 수신단에 입력되는 잡음 성분의 샘플은 서로 비상관적(uncorrelated)이지만 수신단의 정합 필터를 통과한 샘플들 간에는 상관관계가 존재한다^[3]. 따라서 이 논문에서 고려하는 모뎀 구조에서 잡음 성분이 존재할 경우의 최종적인 타이밍 검출기의 에러 식을 다음과 같이 유도할 수 있다.

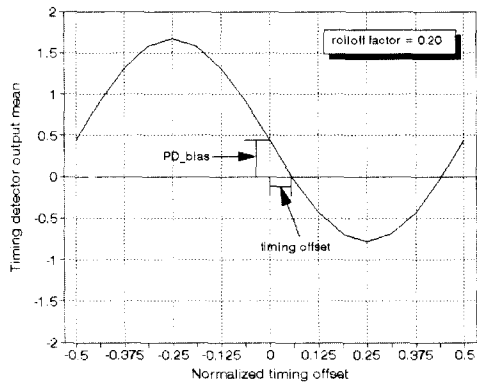
$$\begin{aligned}
E[TD_{out}(\tau)] &= v \{ \rho_0(\tau) - v^2 (\rho_1(\tau) + \rho_0'(\tau)) \\
&\quad + v^4 (\rho_2(\tau) + \rho_1'(\tau) + \rho_0(\tau)) \\
&\quad + \frac{v^6}{1-v^4} \{ -(\rho_3(\tau) + \rho_2'(\tau) + \rho_1(\tau) + \rho_0'(\tau)) \\
&\quad \quad + v^2 (\rho_3'(\tau) + \rho_2(\tau) + \rho_1'(\tau) + \rho_0(\tau)) \} \}
\end{aligned}$$

여기에서,

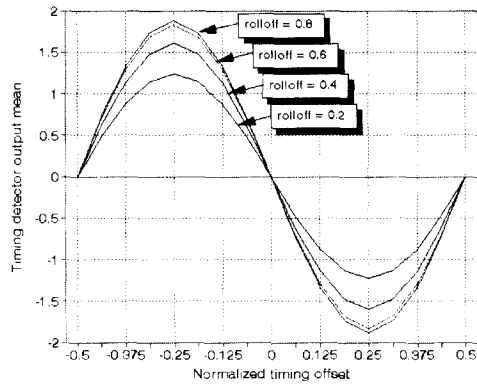
$$\begin{aligned}
\rho_k(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k-1/2)T+\tau) \\
&\quad + \sigma^2 g((k+1/2)T) \\
\rho_k'(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k+1/2)T+\tau) \\
&\quad + \sigma^2 g((k-1/2)T)
\end{aligned} \quad (12)$$

그림 5는 식(10)에 따라 유도된 타이밍 검출기의 평균 출력 특성 곡선을 나타내었다. 그림 5(a)는 $a=0.2$ 일 때의 타이밍 검출기의 평균 출력 신호, $E[TD_{out}(\tau)]$ 를 보이고 있으며 그림 5(b)는 $E[TD_{out}(\tau)]$ 에서 PD_{bias} 를 뺀 신호로서 수신된 신호의 초과대역폭에 따른 결과를 보인다. 그림 5(b)를 통해 알수 있듯이 PD_{bias} 를 제거한 M-BECM의 타이밍 검출기 평균 출력특성은 최적 수렴 지점에서 타이밍 오프셋이 없는

완벽한 S-curve를 보임을 확인할 수 있다.



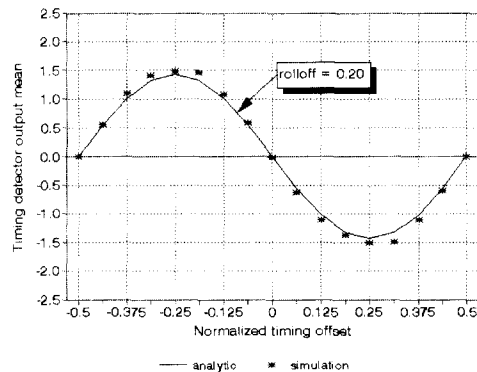
(a) $E[TD_{out}(t)]$



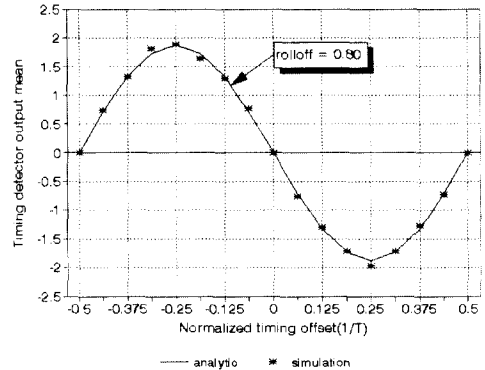
(b) $E[TD_{out}(t)] - PD_{bias}$

그림 5. 수학적 해석에 의한 타이밍 검출기의 평균 출력 특성(S-curve)

Fig. 5. Analytic characteristics of the timing detector output mean(S-curve).



(a) 초과대역폭(rolloff) 0.2



(b) 초과대역폭(rolloff) 0.8

그림 6. 이론적인 결과와 모의실험 결과의 비교

Fig. 6. Comparison of analytic S-curve with simulation results.

그림 6은 수학적으로 유도된 타이밍 검출기의 평균 출력 특성을 모의실험을 통한 결과와 비교하였다. 그림 6(a)는 수신된 신호의 초과대역폭이 0.2($\alpha=0.2$)일 경우에 대한 결과이고, 그림 6(b)는 초과대역폭이 0.8($\alpha=0.8$)에 대한 결과이다. 그림을 통해서 알 수 있듯이 초과대역폭이 작을수록 $[-4T \sim 4T]$ 이외의 구간에서는 zero 값을 갖는 time-limited 신호라는 심볼 파형의 가정에 의한 약간의 오차가 발생함을 확인할 수 있다.

2. 고려 사항

제한한 M-BECM 설계를 위한 고려사항으로는 검출기내의 대역통과필터 대역폭 ν 값과 오프셋 보상값 PD_{bias} , 반송파오차로 인한 성능변화 등을 들 수 있다. 이 절에서는 이 중에 ν 값 결정과 반송파에러로 인한 영향을 고려하고 다음 장에서 PD_{bias} 에 대해 논한다.

대역통과필터는 입력 신호의 스펙트럼중 $1/2T$ 를 중심으로한 타이밍 정보를 포함하고 있는 부분만을 추출해 내는 역할을 한다. 따라서 지나치게 대역폭이 좁을 경우에는 타이밍 정보를 완전히 추출하기 어려우며 지나치게 넓을 경우에는 타이밍 정보와 관계없는 입력 신호 성분 및 잡음 성분이 포함되므로 적절한 대역폭의 선택은 매우 중요하다. 그림 7은 검출기 내의 대역통과필터의 대역폭 ν 값에 따른 타이밍 검출기의 평균 출력특성곡선으로 초과대역폭이 0.2일 때 타이밍 검출기의 출력신호에서 PD_{bias} 를 뺀 신호에 해당된다. 수학적 해석에 의한 결과와 모의실험 결과가 일치함을 확

인할 수 있다. 대역폭이 작을수록 검출기 출력특성면에서는 우수하나 잡음과 잔류 반송파 성분을 고려할 경우에는 정규화된 3dB 대역폭이 0.2 ($v=0.95$)내외에서 제안된 타이밍 검출기의 출력 특성이 가장 안정적이다^{[11],[12]}. 또한 타이밍 검출기의 하드웨어 구현을 동시에 고려할 경우에는 곱셈기를 shifter와 뺄셈기로 대체할 수 있는 v 값 0.96875일 때 최적의 성능을 보인다.

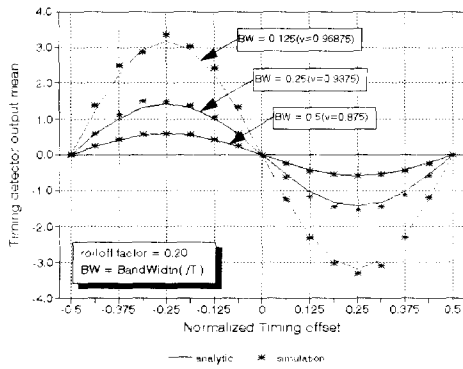


그림 7. v 값에 따른 타이밍 검출기의 평균출력특성 (S-curve)
Fig. 7. The timing detector output mean versus ' v ' values.

다음 잔류 반송파 성분이 존재할 경우의 검출기의 평균 특성은 다음과 같다. 타이밍 검출기에 입력되는 신호에 잔류 반송파 성분이 존재할 경우 복소신호중 실수부만을 입력으로 하는 검출기의 입력 신호는 다음과 같다.

$$I_k = \text{Re} \left\{ \sum_n \beta_n g(t - nT) e^{(2\pi\Delta f + \theta(t))} \Big|_{t=kT+\tau} \right\} \quad (13)$$

여기에서 Δf 는 주파수 오차이고 $\theta(t)$ 는 위상 오차이다. 먼저 식(8)을 이용하여 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상관관계를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[I_k I_{k-i-1/2}] &= E \left[a_n^2 \sum_n g(nT+\tau) g((n+i+1/2)T+\tau) \right. \\ &\quad \left. (\cos(2\pi\Delta f kT+\tau) + \theta(kT+\tau)) \cos(2\pi\Delta f (k-i-1/2)T+\tau) \right. \\ &\quad \left. + \theta((k-i-1/2)T+\tau) \right. \\ &\quad \left. + \sin(2\pi\Delta f kT+\tau) + \phi(kT+\tau) \sin(2\pi\Delta f (k-i-1/2)T+\tau) \right. \\ &\quad \left. + \theta((k-i-1/2)T+\tau) \right) \end{aligned} \quad (14)$$

위 식에서 인접 샘플간의 위상 차이가 매우 적다고 가정하면, 즉 $\theta(k) \approx \theta(k-i-1/2)$ 이라고 하면 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상관관계는 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$E[I_k I_{k-i-1/2}] = E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n+i+1/2)T+\tau) \cos(2\pi\Delta f (i+1/2)T) \quad (15)$$

위 식을 통하여 알 수 있듯이 잔류 반송파 성분이 존재할 경우에는 식(8)의 I_k 와 $I_{k-i-1/2}$ 의 상관관계에 cosine항에 따라 감소되는 요소가 첨가된 형식으로 표현될 수 있다. 따라서 잔류반송파가 존재하는 타이밍 검출기의 에러식은 식(15)를 식(10)에 대입함으로써 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[TD_{out}(\tau)] &= v \{ b_0(\tau) - v^2(b_1(\tau) + b_0'(\tau)) \\ &\quad + v^4(b_2(\tau) + b_1'(\tau) + b_0(\tau)) \\ &\quad + \frac{v^6}{1-v^4} (-b_3(\tau) + b_2'(\tau) + b_1(\tau) + b_0'(\tau)) \\ &\quad + v^2(b_3'(\tau) + b_2(\tau) + b_1'(\tau) + b_0(\tau)) \} \end{aligned}$$

여기에서,

$$\begin{aligned} b_k(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k-1/2)T+\tau) \\ &\quad \cos(2\pi\Delta f (k+1/2)T) \\ b_k'(\tau) &= E[a_n^2] \sum_n g(nT+\tau) g((n-k+1/2)T+\tau) \\ &\quad \cos(2\pi\Delta f (k-1/2)T) \end{aligned} \quad (16)$$

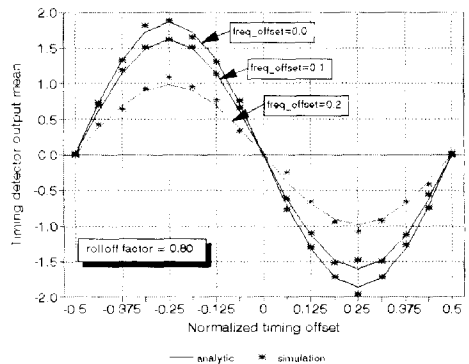


그림 8. 주파수 오차에 따른 타이밍 검출기의 평균 출력 특성(S-curve)
Fig. 8. The timing detector output mean versus frequency offset.

그림 8은 주파수 오차가 존재할 경우, 위 식(16)에 따라 유도된 타이밍 검출기의 평균 출력 특성 곡선으

로 초과대역폭이 0.8일 때 타이밍 검출기의 출력 신호에서 $PD_{bias}(=0.2852)$ 를 뺀 신호로서 주파수 오차에 따른 결과를 보인다. 또한 모의실험 결과와 일치함을 보인다. 주파수 오차가 존재할 경우에는 cosine항에 의한 검출기의 출력이 감소함을 확인할 수 있다.

III. PD_{bias} 의 결정

통과대역에서 동작하는 기존의 BECM^[2]은 타이밍 에러 검출기의 출력값이 최적 샘플링 지점에서 타이밍 오프셋을 가지며 협대역 신호일수록 그 양은 커져 추적 성능의 열화가 생긴다. 특히 입력 신호에 주파수 오차 성분이 남아 있을 경우, 타이밍 오프셋을 보상하지 않는다면 각각의 주파수 오차에 의해 수렴 지점이 변화하므로 성능 열화가 더욱 심해짐을 알 수 있다^[1]. 따라서 PD_{bias} 의 정확한 양을 보상해주지 않으면 그만큼의 성능 열화가 발생한다.

PD_{bias} 는 식(10),(12)(14)의 타이밍 검출기의 에러 곡선에서 심볼 타이밍 오프셋이 0인 ($\tau=0$) 최적 수렴 지점에서의 검출기 출력값이므로 $PD_{bias} = E|TD_{out}(t)|_{\tau=0}$ 을 통하여 구할 수 있다. PD_{bias} 의 크기에 영향을 끼치는 요인은 식(10), (12), (14)를 통하여 알 수 있듯이 수신 신호 $g(t)$ 의 변수인 초과대역폭(rolloff factor a)와 검출기내 대역폭을 결정하는 요소인 v , 주파수오차 Δf , 입력잡음의 전력밀도 σ^2 이다. 이 장에서는 이러한 요소들에 의한 PD_{bias} 값 변화에 대해 고찰하고 PD_{bias} 를 결정하는데 중요한 요소는 입력신호의 초과대역폭으로 실제로는 이 요소만을 고려하여 설계할 수 있음을 보인다.

1. 신호의 초과대역폭에 의한 영향

그림 9는 수신된 신호의 초과대역폭에 따른 PD_{bias} 의 변화를 나타낸다. 실제 모의실험 결과와 수학적으로 분석한 값이 거의 일치함을 확인할 수 있다. 초과대역폭, 초과대역폭(rolloff factor a)가 작을수록 $[-4T \sim 4T]$ 이외의 구간에 실제 값이 존재하므로 약간의 오차가 발생하지만 오차율이 매우 작다. $a=0.20$ 일 경우 이론치와 실험치는 약 0.2% 정도의 오차를 보인다. 앞장에서 언급 한대로 협대역 신호일수록 PD_{bias} 의 크기가 커지며 초과대역폭에 따른 크기변화는 매우 심각하다. 따라서 실제 설계에 있어서 초과대

역폭은 PD_{bias} 를 결정하는 가장 중요한 요소로 볼 수 있다.

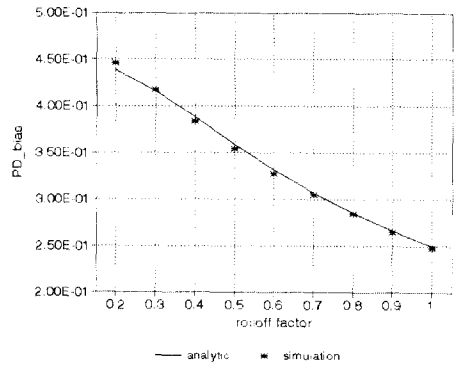


그림 9. Rolloff factor에 따른 PD_{bias} 의 변화
Fig. 9. Variation of PD_{bias} versus rolloff factor.

2. 잔류 반송파 성분의 영향

이 절에서는 입력신호의 잔류 반송파 성분이 PD_{bias} 에 끼치는 영향을 살펴본다. 앞장에서 언급 한대로 잔류 반송파 성분이 존재할 경우에는 타이밍 검출기의 평균 출력이 식(14)와 같이 cosine항에 따라 감소되는 요소가 첨가된 형식으로 표현될 수 있다. 그림 10은 심볼 전송 속도에

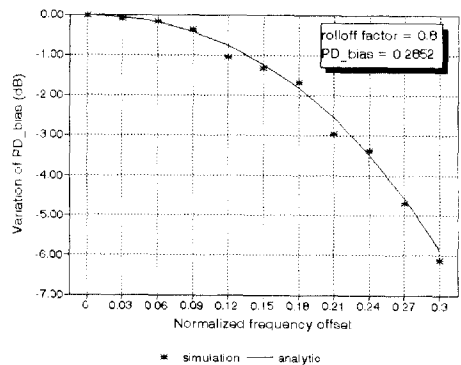


그림 10. 심볼 전송 속도에 정규화된 주파수 오차에 따른 PD_{bias} 의 변화

Fig. 10. PD_{bias} versus frequency offsets normalized by symbol rates.

정규화된 주파수 오차가 없을 경우를 기준으로 하여 PD_{bias} 의 주파수 오차에 따른 감쇠정도를 모의실험 결과와 수학적인 결과를 비교하여 나타낸다. 정규화된

주파수 오차가 약 0.15이하일 경우에는 주파수 오차가 없을 경우를 기준으로 할 때 PD_{bias} 가 약 1dB정도 감소함을 확인할 수 있다. 실제 PD_{bias} 값이 작은 값이기 때문에(0.5 이하) 1dB 이하의 감쇠는 거의 무시될 수 있다. 따라서 실제 반송파 동기루프와 연동시 정규화된 주파수 오차가 0.15이하일 때까지는 어느 정도 일정한 PD_{bias} 를 유지할 수 있다^[11].

2. v 값

앞의 2장에서 실제 루프 설계시 v 값이 1에 근사한 값을 가지므로 식(10)을 통하여 통과대역 필터의 대역폭에 의한 PD_{bias} 의 영향은 거의 없음을 예상할 수 있다. 그림 11은 대역통과 필터의 대역폭(v 값)에 따른 PD_{bias} 의 변화를 초과대역폭에 따라 보였다. 식(10)을 이용하여 구한 이론적인 값과 모의실험 결과가 일치함을 확인할 수 있다. 실제 하드웨어 구현을 고려할 때 적용 가능한 v 값이 0.875에서 0.96875까지의 변화를 살펴보면 초과대역폭이 0.80일 때는 약 0.14dB 정도이고, 초과대역폭이 0.20일 때는 약 0.68dB의 변화율을 보인다. 초과대역폭이 클수록 PD_{bias} 의 변화가 적고, v 값에 따른 PD_{bias} 의 변화가 상대적으로 심하지 않음을 확인할 수 있다.

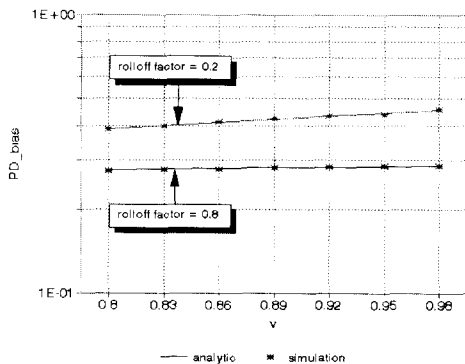


그림 11. v 값에 따른 PD_{bias} 의 변화

Fig. 11. Variation of PD_{bias} versus v .

3. 잡음 성분

마지막으로 잡음에 의한 PD_{bias} 의 영향을 살펴본다. 앞장에서 언급 한대로 잡음 성분이 존재할 경우에는 타이밍 검출기의 평균 출력인 식(12)와 같이 잡음의 전력에 비례하여 PD_{bias} 의 크기가 증가한다. 그림 12는 v 값은 0.9375 이고, 초과대역폭이 0.8, 0.2인 각각

의 경우에 E_b/N_0 에 따른 PD_{bias} 의 감쇠정도를 모의실험 결과와 수학적인 결과를 비교하여 나타낸다. E_b/N_0 가 약 5 dB 이상일 때 잡음 성분이 없을 경우를 기준으로 할 때 PD_{bias} 가 약 1dB 이하의 증가가 발생함을 확인할 수 있다. 따라서 E_b/N_0 가 약 5 dB 이상일 때에는 심볼 동기루프에 잡음 성분이 입력되어도 어느 정도 일정한 PD_{bias} 를 유지할 수 있다^[11].

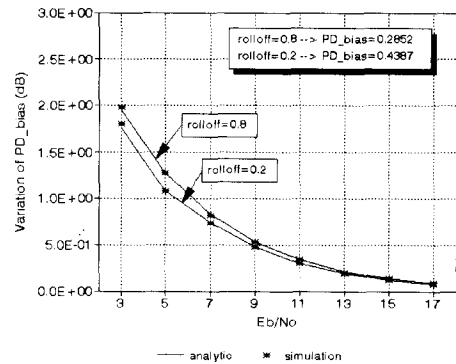


그림 12. E_b/N_0 값에 따른 PD_{bias} 의 변화

Fig. 12. Variation of PD_{bias} versus E_b/N_0 .

결론적으로 타이밍 오프셋을 보상하기 위한 PD_{bias} 의 크기는 주로 수신된 신호의 초과대역폭에 의해 영향을 받고 심볼동기회로내 대역통과필터의 대역폭이나 잡음, 주파수 오차 성분에는 상대적으로 적은 영향을 받는다는 사실을 확인할 수 있다. 특히 심볼 전송 속도에 정규화된 주파수 오차가 0.15이하이고 E_b/N_0 가 5 dB 이상인 환경 하에서는 잡음, 주파수 오차 성분에 의한 영향이 거의 없다는 사실을 확인할 수 있다. 따라서 앞 절에서 초과대역폭에 따라 유도된 PD_{bias} 를 이용함으로써 S-curve의 비대칭성, 주파수 오차에 따른 수렴 지점의 변화 등의 타이밍 검출기의 출력 특성을 개선할 수 있고 또한 지터 성능, 추적 성능 등을 향상시킬 수 있다.

IV. 결론

통과 대역에서 동작하는 기존의 BECM^[3]은 타이밍 에러 검출기의 출력값이 최적 샘플 지점에서 일정한 오프셋을 가지는데 입력되는 신호가 협대역일수록 그 양이 커지고 데이터 패턴에 따라 타이밍 오프셋이

변화가 심하며 추적 성능 등의 성능 열화가 발생한다. 참고문헌 [1]에서 제안한 M-BECM에서는 이러한 타이밍 오프셋의 변화를 보상하기 위해 타이밍 검출기 출력에서 PD_{bias} 를 빼 줌으로서 추적성능 지터성능 등의 성능향상을 가져왔다.

이 논문에서는 M-BECM을 포함한 Spectral line 방식의 타이밍 검출기의 특성 특히, 최적 수렴 지점에서의 오프셋 효과 등을 시간축 상의 해석을 통하여 분석하였다. 먼저 타이밍 검출기의 평균 출력 특성(이를 보통 S-curve 라고 부른다)을 초과대역폭과 v 값의 함수로 유도하고 또한 잡음 성분과 주파수 오차 성분이 존재할 경우도 수학적으로 분석하였다. 이를 이용하여 최적의 수렴 지점에서의 오프셋 양, PD_{bias} 를 구하여 타이밍 오프셋을 정확히 보상함으로써 S-curve의 비대칭성, 주파수 오차에 따른 수렴 지점의 변화 등의 타이밍 검출기의 출력 특성을 개선하였다. 또한 PD_{bias} 의 크기는 주로 수신된 신호의 초과대역폭에 의해 영향을 받고 심볼동기회로내 대역통과필터의 대역폭이나 잡음, 주파수 오차 성분에는 상대적으로 적은 영향을 받는다는 사실을 수학적으로 분석하고 검증하였다.

이 논문의 M-BECM 타이밍 검출기의 분석 및 정확한 PD_{bias} 의 계산을 통하여 요구되는 샘플 수가 적고 구조가 간단하며 반송파 복구 회로와 독립적으로 동작하는 M-BECM의 고속 데이터 통신을 위한 심볼 동기 알고리즘으로서의 활용이 기대된다. 또한 M-

BECM은 협대역 신호에 대해 현재 고속 디지털 통신에서 널리 사용되는 Gardner 알고리즘보다 우수한 성능을 보이므로 점점 협대역화 되어 가는 추세에 적합한 심볼동기 알고리즘으로서 앞으로의 활용이 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] 이경하, 김용훈, 최형진, "고속 All-digital 심볼 동기를 위한 Modified-BECM(M-BECM) 알고리즘," 대한전자공학회 논문지, pp. 34-43, 1996년 7월호
- [2] D. N. Godard, "Passband Timing Recovery in an All-digital Modem Receiver," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-20, pp. 517-523, May 1978.
- [3] W. G. Cowley and L. P. Sabel, "The Performance of Two Symbol Timing Recovery Algorithms for PSK Demodulators," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-42, pp. 2345-2355, June 1994.
- [4] Bernard Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall Inc, 1989.
- [5] John A.C. Bingham, *The Theory and Practice of MODEM Design*, John Wiley & Sons Inc., 1988.
- [6] 최형진, *동기방식 디지털 통신*, 교학사, 1995년

저자 소개



李慶河(正會員)

1993년 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1995년 성균관대학교 전자공학과 졸업(석사). 1995~현재 성균관대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 모델설계, 동기관련요소기술, 이동통신 등



金勇勳(正會員)

1995년 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1997년 성균관대학교 전자공학과 졸업(석사). 1997년 ~ 현재 나래이동통신 근무. 주관심분야는 동기관련요소기술, 이동통신 등



崔炯辰(正會員)

1974년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1976년 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사). 1982년 University of Southern California 전기공학 졸업(박사).

1976년 ~ 1979년 주식회사 금성사 중앙연구소 연구원. 1982년 ~ 1989년 (미국)LinCom 연구소 책임연구원. 1989년 ~ 현재 성균관대학교 전자공학과 근무(부교수). 주관심분야는 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신, 및 동기화이론을 포함한 Modem 기술등